



①⑨ **BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND**



**DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT**

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑩ **DE 100 37 996 A 1**

⑤① Int. Cl. 7:  
**G 01 D 5/12**  
G 01 R 19/175  
H 03 M 1/34  
H 03 K 5/1536

②① Aktenzeichen: 100 37 996.6  
②② Anmeldetag: 3. 8. 2000  
④③ Offenlegungstag: 21. 2. 2002

**DE 100 37 996 A 1**

⑦① Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦② Erfinder:  
Hauschulz, Thomas, 76187 Karlsruhe, DE;  
Pramanik, Robin, 76135 Karlsruhe, DE

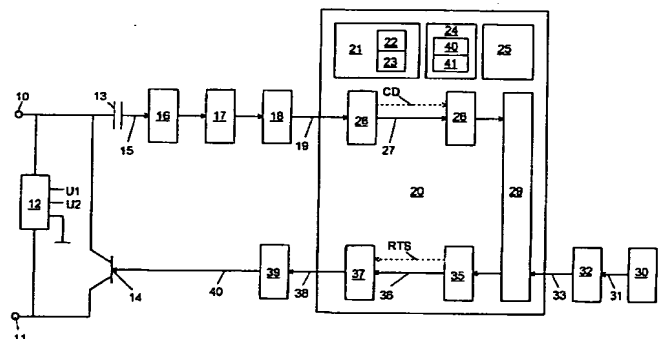
⑤⑥ Entgegenhaltungen:  
DE 36 15 463 A1  
EP 03 28 520 B1  
EP 01 01 528 B1  
WO 98 47 054 A1

**Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen**

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Elektronisches Gerät, insbesondere Feldgerät

⑤⑦ Die Erfindung betrifft ein elektronisches Gerät, insbesondere ein Feldgerät, mit einer Schnittstelle zur Kommunikation über eine Zweidrahtleitung. Ein Analog/Digital-Umsetzer (18) ist zur Umsetzung eines modulierten Empfangssignals (15) in einen Digitalwert (19) vorgesehen. Der Mikroprozessor (20) bestimmt anhand der zeitlichen Folge der Digitalwerte (19) die übertragenen Daten (27) und anhand der zu übertragenden Daten (36) in Abhängigkeit des jeweiligen Modulationsverfahrens eine zeitliche Folge von Digitalwerten (38). Dadurch erübrigt sich ein ASIC zur Realisierung eines Modems.



**DE 100 37 996 A 1**

**BEST AVAILABLE COPY**

[0001] Die Erfindung betrifft ein elektronisches Gerät, insbesondere Feldgerät, nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

[0002] Aus dem Siemens-Katalog FI 01, 2000, Seiten 1/16 und 1/17 ist ein Messumformer für Absolutdruck bekannt, der für den Einsatz als Feldgerät in einer prozesstechnischen Anlage konzipiert ist. Der Absolutdruck wird über eine Trennmembran und eine Füllflüssigkeit auf einen Siliziumdrucksensor übertragen. Die Druckdifferenz zwischen dem Eingangsdruck und einem Referenzvakuum auf der Minusseite der Messzelle lenkt die Membran aus. Vier in die Messmembran dotierte Piezowiderstände in Brückenschaltungen ändern dadurch ihren Widerstandswert. Diese Widerstandsänderung bewirkt eine dem Eingangsdruck proportionale Brückenausgangsspannung, die in einem Messverstärker verstärkt und in einem Analog/Digital-Umsetzer in ein digitales Signal umgewandelt wird. Dieses Signal wird in einem Mikroprozessor mit Hilfe eines applikationsspezifischen Programms ausgewertet und bezüglich Linearität und Temperaturverhalten korrigiert. Das so aufbereitete Messsignal wird über eine HART- oder PROFIBUS PA-Schnittstelle auf eine Zweidrahtleitung ausgegeben und kann so an einen übergeordneten Rechner zur Weiterverarbeitung des Messwerts oder zur Prozesssteuerung übertragen werden. Zudem können Daten zur Parametrierung des Messumformers, die von einem an die Zweidrahtleitung angeschlossenen Parametriergerät an den Messumformer übertragen werden, von diesem empfangen und durch den Mikroprozessor weiterverarbeitet werden.

[0003] Derartige Messumformer sollten grundsätzlich einen niedrigen Energieverbrauch aufweisen. Das gilt insbesondere für Messumformer, die über dieselbe Zweidrahtleitung, über welche sie kommunizieren, auch mit der erforderlichen Betriebsenergie versorgt werden, sowie für Messumformer, welche für den Einsatz in explosionsgefährdeten Bereichen geeignet sind. Für die Realisierung der Kommunikationsschnittstelle werden bisher zusätzliche Bauteile, z. B. das Modem NCR 20C15 für eine HART-Schnittstelle, benötigt. Wie das Modem 20C15 dazu mit einem Mikroprozessor verschaltet werden muss, ist im Dokument-Nummer HCF\_LIT-15 der HART Communications Foundation beschrieben. Im Empfangszweig ist dem Modem ein Kondensator und ein Bandpassfilter vorgeschaltet. Im Sendezweig ist das Modem über einen Stromregler mit der Zweidrahtleitung verbunden. Über den Empfangszweig wird dem Modem ein moduliertes Empfangssignal als analoges Signal zugeführt. Das Modem bestimmt daraus die übertragenen Daten und gibt diese mit einem digitalen Empfangssignal, das häufig mit RXD bezeichnet wird, an einen UART des Mikroprozessors weiter. Dieses digitale Empfangssignal enthält bereits die übertragenen Daten in serieller Form, gegebenenfalls ergänzt um Synchronisationszeichen. Durch ein Carrier-Detect (CD)-Signal wird dem UART der Empfang eines modulierten Signals angezeigt. Ein Sendewunsch wird dem Modem durch ein Request-To-Send (RTS)-Signal vom UART des Mikroprozessors signalisiert. Die zu übertragenden Daten werden dem Modem mit einem digitalen Sendesignal, das mit TXD bezeichnet wird und die zu übertragenden Daten in serieller Form enthält, übergeben. Das Modem bildet ein den Daten entsprechendes moduliertes Signal, das gegebenenfalls über einen Filter zur Signalformung und den Stromregler auf die Zweidrahtleitung zur Übertragung der Daten ausgegeben wird.

[0004] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein elektronisches Gerät, insbesondere ein Feldgerät, zu schaffen, das sich durch einen geringeren Herstellungsaufwand

auszeichnet.

[0005] Zur Lösung dieser Aufgabe weist das elektronische Gerät der eingangs genannten Art die im kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 angegebenen Merkmale auf. In den 5 Unteransprüchen sind vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung beschrieben.

[0006] Die Erfindung hat den Vorteil, dass teure zusätzliche Bauteile zur Realisierung der Kommunikationsschnittstelle, z. B. das Modem NCR 20C15 für eine HART-Schnittstelle, entfallen. Die Modulation und Demodulation wird durch den Mikroprozessor, der auch als Mikrokontroller oder DSP bezeichnet werden kann, übernommen. Dadurch sinkt der Bauteileaufwand und es wird weniger Raum für die Schaltung benötigt. Die Funktion der Modulation und 10 Demodulation kann meist ohne weiteres durch den Mikroprozessor übernommen werden, da die Rechenleistung des Mikroprozessors in elektronischen Geräten, insbesondere in Feldgeräten, meist nicht durch die Abarbeitung eines applikationsspezifischen Programms erschöpft wird. Zudem steht durch den Wegfall des zusätzlichen Modems mehr Betriebsenergie für den Mikroprozessor zur Verfügung, die – falls erforderlich – zu einer Steigerung der Taktrate des Mikroprozessors verwendet werden kann. Damit kann die Geschwindigkeit der Abarbeitung des applikationsspezifischen 15 Programms in den Kommunikationspausen erhöht werden. Der Aufwand für den Speicherbereich, der für das Programm des Mikroprozessors zur Modulation und Demodulation benötigt wird, ist erheblich geringer als der Aufwand für ein mit einem zusätzlichen Baustein realisiertes Modem.

[0007] Ein weiterer Vorteil ist darin zu sehen, dass durch eine einfache Programmänderung auf eine andere Modulationsart gewechselt werden kann. Dabei können prinzipiell beliebige Modulationsarten eingestellt werden. Der Wechsel der Modulationsart ist schnell, bei Einsatz von Flash-Bausteinen sogar während des Betriebs des Messumformers möglich. Das Gerät ist somit flexibel verwendbar und nicht durch eine schaltungstechnische Beschränkung an eine bestimmte Modulationsart gebunden. Der große Kosten- und Zeitaufwand, der für die Erstellung eines neuen Modembau- 20 steins für eine andere Modulationsart erforderlich wäre, wird auf die Erstellung eines entsprechenden Programms für den Mikroprozessor reduziert.

[0008] Bei den meisten Kommunikationsarten wird vorausgesetzt, dass der Pegel des modulierten Empfangssignals eine bestimmte Schwelle überschreitet, bevor eine Demodulation gestartet wird. Dieses Überschreiten wird durch ein Carrier-Detect-Signal angezeigt. Dadurch soll vermieden werden, dass Rauschen als gültiges Signal erkannt wird. Zur Erzeugung des Carrier-Detect-Signals kann beispielsweise ein Schwellkomparator mit einem nachgeschalteten Monoflop verwendet werden. Wenn das Empfangssignal die Schwelle des Komparators überschreitet, wird das Monoflop getriggert. Dauert die Schwellwertüberschreitung länger als die Laufzeit des Monoflops an, die beispielsweise auf die Dauer eines Bits gesetzt ist, so wird mit dem Carrier-Detect-Signal das Vorhandensein eines modulierten Empfangssignals angezeigt und die Demodulation eingeleitet. In vorteilhafter Weise kann die beschriebene Schaltung mit einem Schwellwertdetektor und einem Monoflop eingespart werden, wenn der Mikroprozessor dazu ausgebildet ist, beim Empfang eines Signals, dessen Pegel eine vorbestimmte Schwelle übersteigt, festzustellen, ob die Schwelle für eine vorgebbare Mindestdauer überschritten wurde. Das kann in einfacher Weise mit einem Timer realisiert werden, der bei 25 Übersteigen der Schwelle gestartet wird. Mit einem Zähler kann ermittelt werden, ob die Schwelle innerhalb der Laufzeit des Teilnehmers für eine vorgebbare Mindestdauer überschritten wurde und gegebenenfalls ein Empfang eines

modulierten Empfangssignals festgestellt werden. Dazu werden durch den Zähler die Anzahl der Mikroprozessortakte gezählt, während deren in der Laufzeit des Timers der Pegel des Empfangssignals die vorgegebene Schwelle übersteigt.

[0009] Wenn das Empfangssignal nach der HART-Spezifikation moduliert ist und der Analog/Digital-Umsetzer durch einen Komparator zur Erkennung der Nulldurchgänge des Empfangssignals realisiert ist, kann die Demodulation auf eine einfache Zeitmessung zurückgeführt werden, da bei HART eine bestimmte Art einer Frequenzmodulation eingesetzt wird.

[0010] In vorteilhafter wird eine einfache Modulation ohne großen Rechenaufwand erzielt, wenn die jeweils einer "Null" oder einer "Eins" eines Datenbits entsprechenden zeitlichen Folgen von Digitalwerten in Tabellen hinterlegt sind und der Mikroprozessor anhand des Werts des jeweiligen Datenbits eine der Tabellen auswählt, den Tabelleninhalt ausliest und zur Erzeugung eines modulierten Signals ausgibt.

[0011] Damit sich in den Ruhephasen, in welchen kein moduliertes Signal gesendet wird, ein mittlerer Pegel auf der Zweidrahtleitung einstellt, kann vorteilhaft das Ausgangssignals des Mikroprozessors auf den Dateneingang eines Tristate-Buffers geführt werden. Dabei erzeugt der Mikroprozessor ein weiteres Signal, das auf den Enable-Eingang des Tristate-Buffers geführt ist, um diesen nur bei einer Datenübertragung zu aktivieren.

[0012] Anhand der Zeichnungen, in denen ein Ausführungsbeispiel der Erfindung dargestellt ist, werden im Folgenden die Erfindung sowie Ausgestaltungen und Vorteile näher erläutert.

[0013] Es zeigen:

[0014] Fig. 1 ein Feldgerät am Einbauplatz,

[0015] Fig. 2 ein Prinzipschaltbild eines Umformers,

[0016] Fig. 3 einen Tristate-Buffer zur Erzeugung eines modulierten Sendesignals,

[0017] Fig. 4A ein Beispiel eines analogen Biphase-Signals,

[0018] Fig. 4B das Ergebnis der Digitalisierung des Signals aus Fig. 4A

[0019] Fig. 5A ein Beispiel eines analogen, nach HART modulierten Signals,

[0020] Fig. 5B das Ergebnis der Digitalisierung des Signals nach Fig. 5A

[0021] Fig. 6 eine Entscheidungstabelle zur Demodulation eines HART-Signals.

[0022] Als ein Beispiel für ein Feldgerät ist in Fig. 1 ein Druckmessumformer 1 dargestellt, der an ein Rohr 2 angebaut ist. Durch das Rohr 2 fließt ein strömendes Medium 3, dessen Druck durch den Druckmessumformer 1 gemessen werden soll. Der Messwert wird über eine Zweidrahtleitung 4 zur Weiterverarbeitung an weitere in Fig. 1 nicht dargestellte automatisierungstechnische Komponenten der prozesstechnischen Anlage übertragen. Als weitere Beispiele für elektronische Geräte oder Feldgeräte, in welchen die Erfindung anwendbar ist, seien Netzwerkkarten für speicherprogrammierbare Steuerungen, Temperaturmessumformer, Durchflussmessumformer, Stellungsregler oder ähnliches genannt.

[0023] Fig. 2 zeigt ein prinzipielles Schaltbild des Druckmessumformers 1 in Fig. 1. Die Zweidrahtleitung wird an Klemmen 10 und 11 angeschlossen. Über die Zweidrahtleitung wird der Druckmessumformer mit der erforderlichen Betriebsenergie versorgt. Eine Schaltung 12 dient zur Erzeugung der Versorgungsspannungen U1 und U2 für das elektronische Gerät. Die Zuführung dieser Versorgungsspannungen zu den einzelnen elektronischen Komponenten

des Geräts ist in Fig. 2 der Übersichtlichkeit wegen nicht dargestellt. Über dieselbe Zweidrahtleitung wird auch die Kommunikation des elektronischen Geräts durchgeführt. Im Empfangszweig dient ein Kondensator 13 zur Trennung der

Gleichanteile. Ein Transistor 14 im Sendezweig speist ein moduliertes Signal 40 in die Zweidrahtleitung ein. In dem gezeigten Ausführungsbeispiel ist die Schaltung 12 zur Versorgungsspannungserzeugung parallel zum Modulationspfad mit dem Transistor 14 geschaltet. Alternativ dazu kann eine Schaltung zur Versorgungsspannungserzeugung in Serie zu einem Modulationseinkopplungselement geschaltet werden. Zur Modulation des Signals auf der Zweidrahtleitung können prinzipiell beliebige Verfahren eingesetzt werden. Beispielsweise kann eine Modulation der Spannung bei einer Versorgung durch eine hochohmige Quelle, des Stroms bei einer niederohmigen Quelle in dem in Fig. 2 nicht dargestellten Speisegerät oder eine Modulation der Leistungsaufnahme durch den Transistor 14 als Modulationseinkopplungselement vorgenommen werden. Falls das Feldgerät aus einer Quelle mit wechselnder Polarität gespeist wird, können auch andere Modulationseinkopplungsschaltungen als der in Fig. 2 gezeigte Transistor 14 eingesetzt werden. In diesem Fall kann zudem zwischen die Klemmen 10 und 11 und dem Anschluss an die Zweidrahtleitung eine Diodenbrücke zur Gleichrichtung verwendet werden. Die Art der Einkopplung des modulierten Sendesignals in die Zweidrahtleitung und der Auskopplung des modulierten Empfangssignals sind in einfacher Weise den jeweiligen Anforderungen anpassbar, so dass auf diese Schaltungsteile im Folgenden nicht weiter eingegangen muss.

[0024] Nach einer eventuellen Vorfilterung in einem Filter 16 sowie einer eventuellen Signalanpassung in einem Verstärker 17 wird das modulierte Empfangssignal 15 auf einen Analog/Digital-Umsetzer 18 geführt. Sofern im Mikroprozessor 20 ein Eingangskanal mit der Funktion eines Analog/Digital-Umsetzers entsprechend dem Umsetzer 18 vorhanden ist, kann selbstverständlich alternativ zum gezeigten Ausführungsbeispiel dieser anstelle des externen Analog/Digital-Umsetzers 18 verwendet werden. Je nach Art der Modulation, beispielsweise bei der später näher erläuterten Biphase-Modulation oder der Modulation nach HART, kann diese Wandlung lediglich mit der Auflösung von einem Bit durchgeführt werden. Dazu genügt bereits ein Komparator, der den Nulldurchgang des modulierten Empfangssignals 15 detektiert. Durch den Einsatz eines Schnitt-Triggers anstelle des Komparators kann die Empfindlichkeit gegenüber Rauschen auf der Zweidrahtleitung verringert werden.

[0025] Die so erzeugten Digitalwerte 19 werden einem Mikroprozessor 20 zugeführt, der einem Prozessorkern 21 mit einem Timer 22 und einem Zähler 23, einen Programmspeicher 24 und einen Datenspeicher 25 enthält. Zur Erläuterung der Funktionsweise der Erfindung sind in den Funktionsblocks des Mikroprozessors 20 die einzelnen Instanzen mit dem Datenfluss eingezeichnet die durch im Programmspeicher 24 abgelegte Programme realisiert sind. Mit Hilfe einer Demodulationsinstanz 26 bestimmt der Mikroprozessor anhand der zeitlichen Folge der Digitalwerte 19 die Bitfolge der übertragenen Daten 27 und gibt diese an eine UART-Instanz 28 weiter. Die Demodulation kann beispielsweise auf der Basis einer orthogonalen Q-I-Demodulation oder einer Zeitmessung zwischen zwei Werten erfolgen. Für das Beispiel einer Modulation nach HART wird eine Möglichkeit zur Demodulation in der Instanz 26 später näher erläutert.

[0026] In dem gezeigten Beispiel wird die Funktion des UART ebenfalls durch eine mit einem Programm realisierte Instanz übernommen. Alternativ dazu kann das digitale Empfangssignal 27 über ein Pin eines Ports des Mikropro-

zessors 20 nach außen auf einen in Hardware realisierten UART geführt werden, der dann über den Mikroprozessorbuss mit diesem verbunden ist.

[0027] Die UART-Instanz 28 wertet Synchronisationszeichen wie z. B. Start- oder Stop-Bit aus und gibt die Daten nach Abtrennung dieser Synchronisationszeichen an eine Applikationsinstanz 29 weiter. Ein Sensor 30 liefert ein analoges Sensorsignal 31, das durch einen Analog/Digital-Umsetzer 32 in ein digitales Sensorsignal 33 gewandelt wird. Dieses ist auf den Mikroprozessor 20 geführt und wird dort in der Applikationsinstanz 29 ausgewertet und bezüglich Linearität und Temperaturverhalten korrigiert. Weitere Funktionen der Applikationsinstanz 29 sind beispielsweise Parametrierung und Verwalten der Kalibrierkennlinien sowie Selbstdiagnose des Messumformers.

[0028] Zum Senden von Daten über die Zweidrahtleitung gibt die Applikationsinstanz 29 diese an eine UART-Instanz 35, in welcher die Daten serialisiert und mit den erforderlichen Synchronisationszeichen versehen werden. Diese UART-Instanz 35 kann wiederum analog der UART-Instanz 28 wahlweise durch eine externe Schaltung oder, wie im Ausführungsbeispiel gezeigt, als eine durch ein Programm realisierte Instanz ausgeführt werden. Bei einer Verwendung einer externen UART-Schaltung werden zusätzlich zwischen der Demodulationsinstanz 26 und der UART-Schaltung ein Carrier-Detect-Signal CD sowie zwischen der UART-Schaltung 35 und der Modulationsinstanz 37 ein Request-To-Send-Signal RTS übertragen, die in Fig. 2 mit durchbrochenen Linien dargestellt sind. Die mit der UART-Instanz 35 erzeugten zu übertragenden Daten 36 werden an eine Modulationsinstanz 37 übergeben, die in Abhängigkeit des jeweiligen Modulationsverfahrens eine entsprechende zeitliche Folge von Digitalwerten 38 bestimmt. Diese Folge von Digitalwerten 38 gibt der Mikroprozessor 20 über einen Port zur Erzeugung eines modulierten Signals aus. Dem Port ist evtl. ein Filter 39 nachgeschaltet, durch welches ungewollte Frequenzanteile im Signal beseitigt werden. Das modulierte Sendesignal 40 wird durch den Transistor 14 in die an den Klemmen 10 und 11 angeschlossene Zweidrahtleitung eingespeist.

[0029] Falls erforderlich können die Digitalwerte 38 mit mehreren Bits codiert und eine Digital/Analog-Umsetzung vorgenommen werden. In diesem Fall ist zwischen der Modulationsinstanz 37 und dem Filter 39 ein Digital/Analog-Umsetzer abweichend von dem gezeigten Ausführungsbeispiel einzufügen. Der Digital/Analog-Umsetzer wiederum kann wahlweise im Mikroprozessor integriert oder diskret, beispielsweise als R-2R-Netzwerk aufgebaut sein. Die Modulationsinstanz 37 berechnet dann anhand der zu übertragenden Daten 36 die Wellenform und gibt eine entsprechende zeitliche Folge von Digitalwerten 38 aus.

[0030] Zur Reduktion des Rechenaufwands sind die jeweils einer "Null" oder "Eins" eines Datenbits entsprechenden zeitlichen Folgen von Digitalwerten 38 in Tabellen 40 bzw. 41 des Programmspeichers 24 hinterlegt. Der Mikroprozessor 20 muss somit lediglich die dem jeweiligen Bitwert zugeordnete Tabelle auswählen, den Inhalt auslesen und zur Erzeugung eines modulierten Signals ausgeben.

[0031] Bei einer Modulation mit Frequenzumtastung ist eine einfache Möglichkeit in der Verwendung eines numerischen Oszillators zu sehen. Zur Modulation in der Instanz 37 muss der Oszillator dann lediglich auf die dem jeweiligen Bitwert zugeordnete Frequenz umgeschaltet werden. Bei einer Phasenmodulation wird entsprechend dem jeweiligen Bitwert die Phase des Oszillators verändert.

[0032] Um den durch die Modulationsinstanz 37 verursachten Rechenaufwand des Mikroprozessors 20 zu verringern, werden zyklisch die auszugebenden Digitalwerte vor-

ausberechnet und im Datenspeicher 25 abgelegt. Dadurch ist bei der Ausgabe der Digitalwerte 38 eine vergleichsweise einfache Interrupt-Routine zu verwenden, die lediglich den Transfer der Digitalwerte aus dem Datenspeicher 25 durchführt. Falls der Mikroprozessor 20 einen DMA (Direct Memory Access)-Controller besitzt, kann die Rechenlast des Prozessors weiter gesenkt werden, wenn der Transfer unabhängig von der Programmbearbeitung im Hintergrund abläuft. Da die Berechnung der Digitalwerte im voraus blockweise erfolgt, muss nicht für jeden Digitalwert ein Interrupt-Zyklus durchlaufen werden.

[0033] Fig. 3 zeigt eine Alternative zur in Fig. 2 dargestellten Modulationseinkopplung mit einem Filter 39 und einem Transistor 14. Anstelle dieser Komponenten werden ein Tristate-Buffer 50 und optional eine nachgeschaltete Einrichtung 51 zur Flankenformung eingesetzt. Ein erstes Pin eines Ports des Mikroprozessors 20 ist durch eine Leitung 52 auf den Dateneingang des Tristate-Buffers 50, ein zweites Pin des Ports mit einer Leitung 53 auf den Enable-Eingang des Tristate-Buffers 50 geführt. An dem ersten Pin des Ports gibt der Mikroprozessor 20 Digitalwerte entsprechend den Digitalwerten 38 in Fig. 2 aus und am zweiten Pin des Ports erzeugt der Mikroprozessor ein Signal derart, dass der Tristate-Buffer nur bei einer Datenübertragung aktiviert wird. Auf diese Weise stellt sich in den Ruhephasen, in welchen keine Daten gesendet werden, ein mittlerer Pegel auf der Zweidrahtleitung ein, die an einen Ausgang 54 der Einrichtung 51 angeschlossen ist. Diese Realisierung ist insbesondere dann vorteilhaft, wenn keine sinusförmigen Signale als modulierte Signale gefordert sind. Dieses Ausführungsbeispiel ist beispielsweise ausreichend, um ein modulierte Signal nach HART zu erzeugen, da hier bereit ein trapezförmiges modulierte Signal genügt.

[0034] Fig. 4A zeigt als Beispiel einer Modulation ein analoges Biphase-Signal 60. Ein Datenbit mit dem Bitwert 1 wird durch einen sinusförmigen Verlauf des modulierten Signals dargestellt. Der Bitwert 0 entspricht ebenfalls einem sinusförmigen Verlauf, der jedoch um 180° phasenverschoben ist.

[0035] In Fig. 4B ist ein digitales Biphase-Signal dargestellt, das aus dem analogen Signal 60 in Fig. 4A durch Digitalisieren erzeugt ist. Ein High-Low-Übergang des modulierten Signals 61 definiert den Bitwert 1, ein Low-High-Übergang den Bitwert 0. Das Signal 61 kann beispielsweise aus dem Signal 60 mit Hilfe eines Komparators mit Nullpegel als Vergleichsschwelle gewonnen werden. Tabellen in Datenspeicher 24 des Mikroprozessors 20 zur Erzeugung des modulierten Signals 61 sind vergleichsweise einfach aufgebaut und enthalten lediglich Digitalwerte 1 und 0 zur Darstellung eines Datenbits mit dem Wert 1 sowie Einträge 0 und 1 zur Darstellung des Bitwerts 0. Soll ein analoges, modulierte Signal 60 entsprechend Fig. 4A durch den Mikroprozessor 20 erzeugt werden, so muss die Tabelle entsprechend mit Abtastwerten einer Sinusschwingung für den Bitwert 1 und mit Abtastwerten einer um 180° phasenverschobenen Sinusschwingung für den Bitwert 0 aufgebaut werden.

[0036] In Fig. 5A ist der Verlauf eines analogen modulierten Signals 70 nach HART dargestellt. Das Signal 70 wird durch eine phasenkontinuierliche Frequenzumtastung zwischen 1200 Hz für den Bitwert 1 und 2200 Hz für den Bitwert 0 bei einer Bitrate von 1200 pro Sekunde erzeugt. In der HART-Spezifikation werden jedoch keine sinusförmigen Signale gefordert. Daher reicht es aus, durch die Modulationsinstanz 37 (Fig. 2) aus den zu übertragenden Daten 36 ein modulierte Signal 38 zu erzeugen, dessen prinzipieller Verlauf in Fig. 5b mit einem Signal 71 dargestellt ist. Dieses Signal kann – falls erforderlich – mit einem Tiefpass-

filter 39 geglättet werden. Eine Möglichkeit zur Demodulation und zur Modulation nach HART basiert auf der Erkenntnis, dass ein Datenbit durch sechs 60°-Segmente einer 1200 Hz-Schwingung zu je 138,8 µs oder aus elf 60°-Segmenten einer 2200 Hz-Schwingung zu je 75,7 µs zusammensetzt. Die Zeitdauer, über welche das Signal 71 auf einem Pegel verbleibt, ergibt sich aus der Addition von jeweils drei 60°-Segmenten. Die Zeitdauer eines 60°-Segments wird dabei durch den jeweiligen Wert des darzustellenden Bits vorgegeben. Für die Berechnung der ersten Flanke im Signalverlauf zur Darstellung eines Bits muss das vorherige Bit berücksichtigt werden. Mit dieser Erkenntnis kann in einfacher Weise die Abfolge der Flanken beispielsweise für ein ganzes Byte vorausberechnet werden. Wenn kein modulierte Signal ausgegeben werden soll, kann entweder über einen Tristate-Buffer ein mittlerer Pegel auf die Zweidrahtleitung gegeben werden oder es wird eine Schwingung wesentlich höherer Frequenz ausgegeben, die durch einen nachgeschalteten Tiefpass herausgefiltert wird, so dass sich auf der Zweidrahtleitung eine mittlere Gleichspannung einstellt.

[0037] Das modulierte Empfangssignal nach HART ist aus Halbwellen aufgebaut, die aus jeweils drei 60°-Segmenten gebildet werden. Daher sind bei der HART-Modulation sechs verschiedene Längen der Halbwellen möglich:

1.  $3 \times 138,8 \mu\text{s} + 0 \times 75,75 \mu\text{s} = 416,6 \mu\text{s}$ ,
2.  $2 \times 138,8 \mu\text{s} + 1 \times 75,75 \mu\text{s} = 353,53 \mu\text{s}$ ,
3.  $1 \times 138,8 \mu\text{s} + 2 \times 75,75 \mu\text{s} = 290,40 \mu\text{s}$ ,
4.  $0 \times 138,8 \mu\text{s} + 3 \times 75,75 \mu\text{s} = 227,27 \mu\text{s}$  und

für das Startbit, für welches ein oder zwei 60°-Segmente einer 2200 Hz-Schwingung zugelassen sind:

5.  $2 \times 75,75 \mu\text{s} = 151,51 \mu\text{s}$  und
6.  $1 \times 75,75 \mu\text{s} = 75,75 \mu\text{s}$ .

[0038] Eine Möglichkeit zur Demodulation eines nach HART modulierten Empfangssignals mit einem Programm wird anhand der in Fig. 6 dargestellten Tabelle beschrieben. Diese basiert auf der Messung der Zeitdauer zwischen Änderungen in der zeitlichen Folge von Digitalwerten, die mit Hilfe eines Komparators aus einem modulierten Empfangssignal gewonnen wurden. Die gemessene Zeitdauer wird jeweils mit PW\_TIME bezeichnet. Für jeden gemessenen Wert PW\_TIME werden die Tabelle ausgewertet und weitere, später beschriebene Zuweisungen vorgenommen. Die in dieser Programmschleife verwendeten Variablen sind in der ersten Zeile der Tabelle jeweils als Spaltenüberschrift angegeben. Die Variablen lauten: "voriges Bit", "Bit", "1200\_60°Seg" und "2200\_60°Seg". Als weitere Variablen werden "1200\_60°count", "2200\_60°count" und "dieses Bit" verwendet. Der Wert des jeweiligen Datenbits der übertragenen Daten, der durch dieses Demodulationsverfahren bestimmt wird, entspricht der Ausgabevariablen "dieses Bit". Die übrigen Variablen sind lediglich interne Hilfsvariablen und werden nicht weiter verwendet. In der Programmschleife wird zunächst entsprechend der Tabelle die jeweilige gemessene PW\_TIME auf Zugehörigkeit zu den in der ersten Spalte angegebenen Zeitintervallen geprüft. Anhand des jeweiligen Zeitintervalls, in welches der gemessene Wert von PW\_TIME fällt, ist die weiter zu verarbeitende Zeile der Tabelle bestimmt. Ist in dieser Zeile für die Variable "voriges Bit" ein X eingetragen, so ist diese ohne Bedeutung und den Variablen "Bit", "1200\_60°Seg" und "2200\_60°Seg" können unmittelbar die in der jeweiligen Zeile und Spalte stehenden Werte zugewiesen werden. Verzweigt die Zeile des jeweiligen Zeitintervalls für PW\_TIME

in zwei Unterzeilen, in welchen eine Null oder eine Eins für die Variable "voriges Bit" eingetragen ist, so wird zusätzlich eine Fallunterscheidung anhand des dort eingetragenen Werts getroffen, um die Zuweisungswerte zu ermitteln.

5 Nach Auswerten der Tabelle wird der Variablen "voriges Bit" der Wert der Variablen "Bit" zugewiesen. Weiterhin werden die Werte der Variablen "1200\_60°Seg" und der Variablen "2200\_60°Seg" auf die Werte der Variablen "1200\_60°Count" bzw. "2200\_60°Count" aufaddiert und die so gewonnenen Summen letzteren zugewiesen. Wenn der Wert der Variablen "2200\_60°Count" = 11 ist, so wird diese auf Null zurückgesetzt, der Wert der Variablen "dieses Bit" welcher einem Bitwert der übertragenen Daten entspricht, zu Null bestimmt und der Wert der Variablen "Bitcount" um 15 Eins erhöht. Wenn der Wert der Variablen "1200\_60°Count" = 6 ist, so wird dieser auf Null zurückgesetzt, der Wert der Variablen "dieses Bit" zu Eins bestimmt und die Variable "Bitcount" inkrementiert. Die nun abgeschlossene Programmschleife wird mit dem nächsten gemessenen Wert der Variablen "PW\_TIME" erneut durchlaufen.

[0039] Indem die gemessenen Zeiten im Datenspeicher 25 (Fig. 2) abgelegt werden, ist es möglich, die Demodulation blockweise durchzuführen. Hierzu eignet sich besonders ein DMA-Controller, der die gemessenen Zeiten in dem Datenspeicher 25 transferiert. Wenn eine bestimmte Zeit abgelaufen ist, z. B. wenn ein Byte über die Zweidrahtleitung übertragen wurde, oder eine bestimmte Anzahl an gemessenen Werten, beispielsweise 32, in dem Speicher abgelegt sind, wird die Routine zur blockweisen Demodulation gestartet. 30 Die blockierte Demodulation reduziert die Prozessorlast gegenüber einer interruptgesteuerten Bearbeitung der Programmschleife bei jedem neuen Messwert für die Variable "PW\_TIME", da der Überhang einer häufigen Interruptbearbeitung eingespart werden kann.

35 [0040] Abweichend von dem beschriebenen Ausführungsbeispiel einer Demodulation kann die zeitliche Folge von Digitalwerten für komplexere Modulationsverfahren einer digitalen Phase-Locked-Loop zugeführt werden, welche über das Symboltiming die übertragenen Daten bestimmt. 40 Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Signalanpassung mit dem Filter 16 und dem Verstärker 17 so zu verändern, dass die Verarbeitung mit dem Mikroprozessor 20 vereinfacht wird. Es können z. B. eine Phase-Locked-Loop zur Signalanpassung anstelle des Verstärkers 17 eingesetzt oder mehrere Filter anstelle des Filters 16 zum Aufteilen des Signals in unterschiedliche Bänder verwendet werden.

#### Patentansprüche

1. Elektronisches Gerät, insbesondere Feldgerät, mit einem Mikroprozessor (20) zur Abarbeitung eines applikationsspezifischen Programms, mit einer Einrichtung (18, 26, 28) zum Empfang von über eine Zweidrahtleitung (4) mit einem modulierten Signal (15) übertragenen Daten (27) und mit einer Einrichtung (35, 37, 39) zum Senden von Daten (36) über die Zweidrahtleitung (4) mit einem den Daten entsprechend modulierten Signal (40), dadurch gekennzeichnet, dass ein Analog/Digital-Umsetzer (18) vorgesehen ist zur Umsetzung des modulierten Empfangssignals (15) in einen Digitalwert (19), dass der Mikroprozessor (20) dazu ausgebildet ist, anhand der zeitlichen Folge der Digitalwerte (19) die übertragenen Daten (27) zu bestimmen und anhand der zu übertragenden Daten (36) in Abhängigkeit des jeweiligen Modulationsverfahrens eine entsprechende zeitliche Folge von Digitalwerten (38) zu bestimmen und diese zur Erzeugung eines modulierten Signals (40) auszugeben.

2. Elektronisches Gerät nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Mikroprozessor (20) weiterhin dazu ausgebildet ist, bei Empfang eines Signals, dessen Pegel eine vorbestimmte Schwelle übersteigt, festzustellen, ob die Schwelle für eine vorgebbare Mindestdauer überschritten wurde. 5

3. Elektronisches Gerät nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Empfangssignal (15) nach der HART-Spezifikation moduliert ist und dass der Analog/Digital-Umsetzer (18) durch einen Komparator zur Erkennung der Nulldurchgänge des Empfangssignals (15) realisiert ist. 10

4. Elektronisches Gerät nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die jeweils einer "Null" oder einer "Eins" eines Datenbits entsprechenden zeitlichen Folgen von Digitalwerten (38) in Tabellen (40, 41) hinterlegt sind und dass der Mikroprozessor dazu ausgebildet ist, anhand des Werts des jeweiligen Datenbits eine Tabelle auszuwählen, den Inhalt auszulesen und zur Erzeugung eines modulierten Signals (40) auszugeben. 15 20

5. Elektronisches Gerät nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass das Ausgangssignal (38) des Mikroprozessors (20) auf den Dateneingang eines Tristate-Buffers (50) geführt ist und dass der Mikroprozessor (20) ein weiteres Signal erzeugt, das auf den Enable-Eingang des Tristate-Buffers (50) geführt ist, um diesen nur bei einer Datenübertragung zu aktivieren. 25 30

---

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

---

35

40

45

50

55

60

65

- Leerseite -

FIG 1

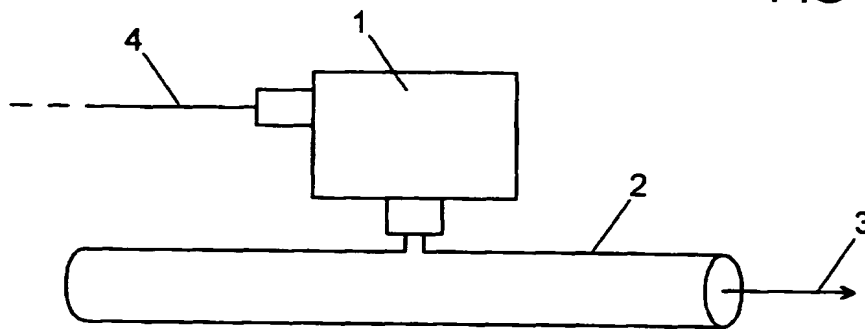


FIG 3

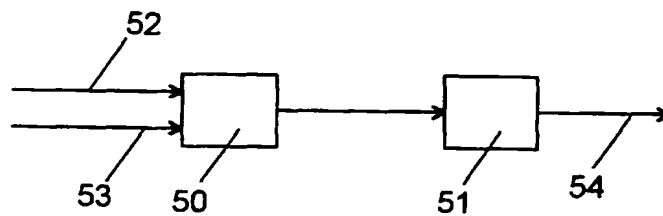


FIG 4A

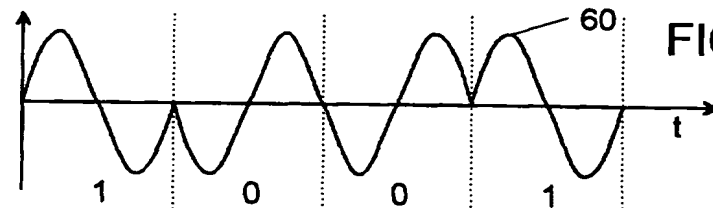


FIG 4B

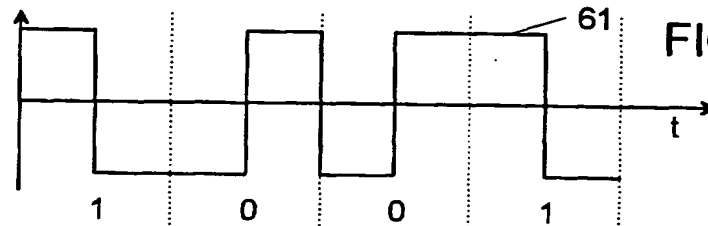


FIG 5A

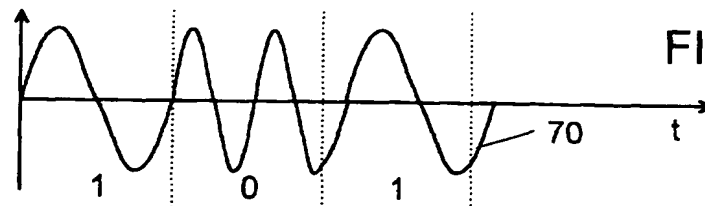
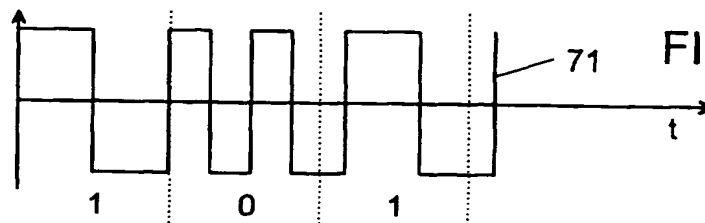


FIG 5B





**FIG 2**

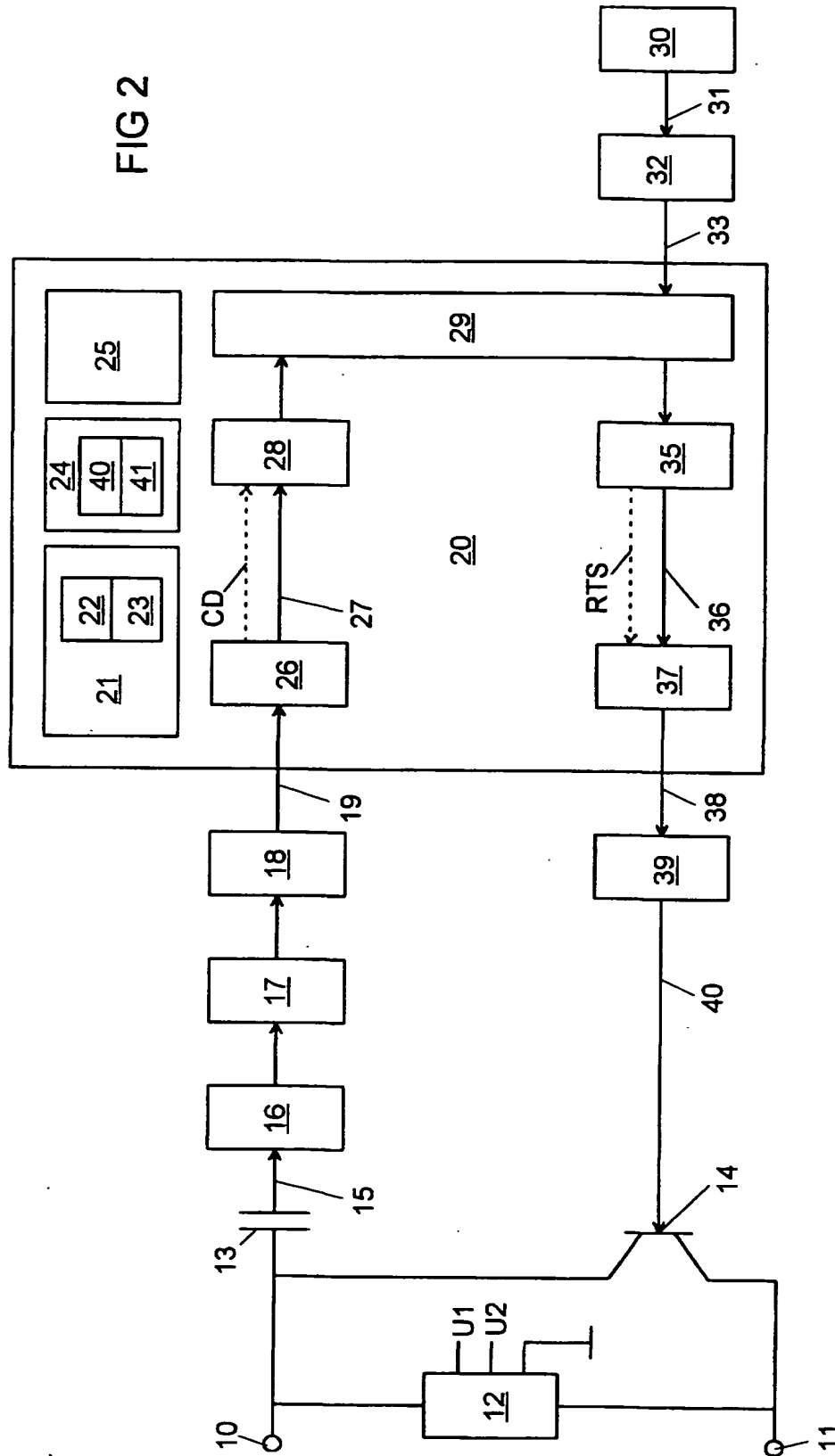


FIG 6

PW_TIME	voriges Bit	Bit	1200_60°Seg	2200_60°Seg
PW_TIME > 385,10	x	1	3	0
385,10 > PW_TIME > 321,96	0	1	2	0
	1	0	0	1
321,96 > PW_TIME > 258,83	0	1	1	0
	1	0	0	2
258,83 > PW_TIME > 189,39	x	0	0	3
189,39 > PW_TIME > 113,63	x	0	0	2
113,63 > PW_TIME	x	0	0	1